

AC MOTOR DRIVE SYSTEM

Publication number: JP11299290 (A)

Publication date: 1999-10-29

Inventor(s): MUTO NOBUYOSHI; HOKARI SADA0; ONUMA NAOTO; KOMATSU SEIJI +

Applicant(s): HITACHI LTD +

Classification:

- international: B66B1/30; H02M7/48; H02P27/06; B66B1/28; H02M7/48; H02P27/04; (IPC1-7): B66B1/30; H02M7/48; H02P7/63

- European:

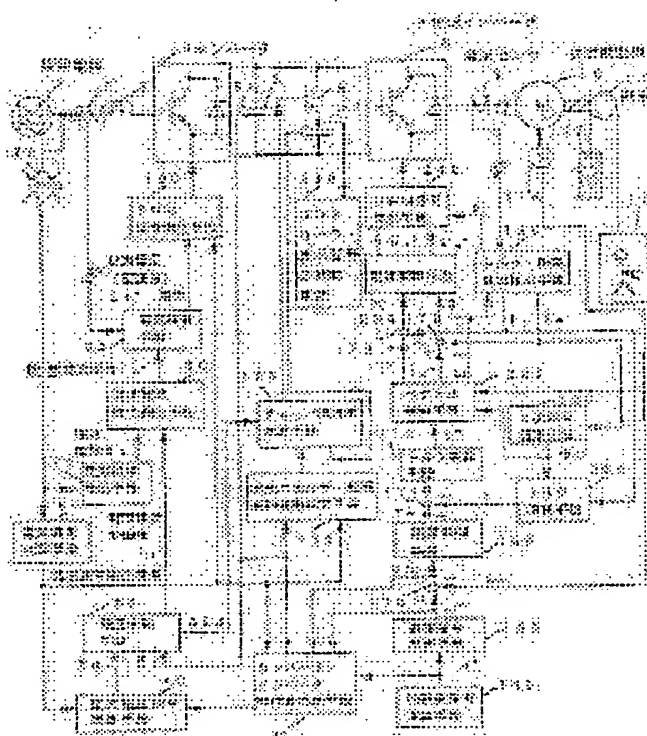
Application number: JP19980107973 19980417

Priority number(s): JP19980107973 19980417

Abstract of JP 11299290 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a very reliable system, which prevents the deterioration of a smoothing capacitor, a PWM inverter, and an AC motor, which are key components of the converter/inverter system and can expand the life of a drive system, such as an elevator which has a long service life and increase the reliability and which can efficiently process regenerative energy, even in the case when a power supply has a troubles or a converter goes out of order.

SOLUTION: A converter/inverter control system is added with a converter/ inverter manipulated variable storing means 30 for storing manipulated variables for controlling a converter, a PWM inverter, and a motor, a DC voltage command calculating means 40 for generating a DC voltage command, based on the manipulated variables stored in the storing means 30, a power supply trouble deciding means 60, a converter input power minimum value deciding means for deciding the minimum value of the converter input power, and an energy accumulating means 7 connected in parallel with a smoothing capacitor 5.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

特開平11-299290

(43) 公開日 平成11年(1999)10月29日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 2 P 7/63

3 0 2

H 0 2 P 7/63

3 0 2 D

B 6 6 B 1/30

B 6 6 B 1/30

H

H 0 2 M 7/48

H 0 2 M 7/48

F

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平10-107973

(22) 出願日 平成10年(1998)4月17日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 武藤 信義

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会

社日立製作所水戸工場内

(72) 発明者 保苅 定夫

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会

社日立製作所水戸工場内

(72) 発明者 大沼 直人

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会

社日立製作所水戸工場内

(74) 代理人 弁理士 鶴沼 辰之

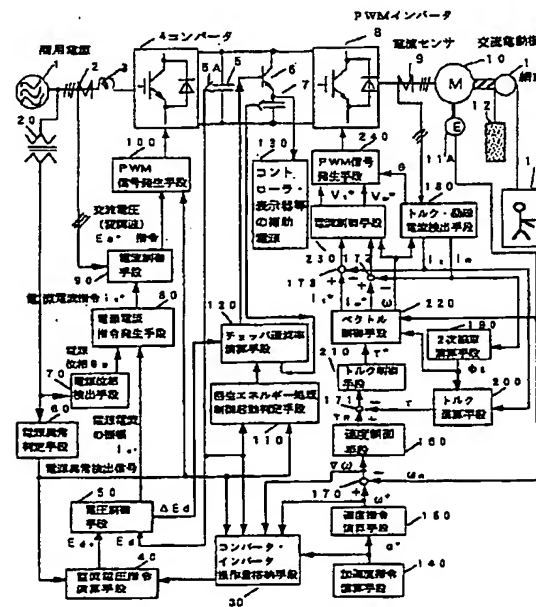
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電動機駆動システム

(57) 【要約】

【課題】 コンバータ・インバータによる交流電動機可変速駆動システムにおける、キーコンポーネントである平滑コンデンサ、PWMインバータ、交流電動機の劣化を抑制し、耐用年数の長いエレベータ等の駆動系のシステムの寿命を延ばし、信頼性を向上させる。電源異常、コンバータ故障時でも回生エネルギーを、効率よく処理できる信頼性のよいシステムを実現する。

【解決手段】 コンバータ・インバータ制御系に、コンバータ、PWMインバータ、電動機の制御のため操作量を格納するコンバータ・インバータ操作量格納手段30と、該格納手段30の操作量に基づいて直流電圧指令を生成する直流電圧指令演算手段40と、電源異常判定手段60と、コンバータ入力電力の極小値を判定するコンバータ入力電力極小値判定手段30Aと、平滑コンデンサ5に並列に接続されるエネルギー蓄積手段7を付加する。



2 : 電圧センサ
3 : ACリアクトル
5 : 平滑コンデンサ
6 : パワースイッチング素子
7 : 電力用大容量コンデンサ
12 : カウンタウエイト
13 : 乗りかご
20 : 電圧センサ
5A : 電圧センサ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用電源を直流電圧に変換するコンバータ、コンバータの出力電圧を平滑するコンデンサ、該平滑コンデンサの直流電圧を可変電圧・可変周波数の交流電圧に変換する PWM インバータ、該 PWM インバータによって可変速駆動される交流電動機を含んでなる交流電動機駆動システムにおいて、前記コンバータの制御手段、前記交流電動機を制御する PWM インバータ制御手段及び双方の制御の過程で生成される操作量及び状態量を格納する、コンバータ・インバータ操作量格納手段を具備し、前記コンバータは前記コンバータ・インバータ操作量格納手段に格納された PWM インバータ制御手段の操作量をもって制御されるように構成された交流電動機駆動システム。

【請求項 2】 請求項 1 のコンバータ制御手段には、平滑コンデンサの直流電圧指令を発生する直流電圧指令演算手段、平滑コンデンサの電圧を検出する直流電圧検出手段、該直流電圧指令演算手段から得られた直流電圧指令に、該直流電圧検出手段から検出される直流電圧を一致させるように前記コンバータの入力電流を制御する入力電流制御手段を含み、一方、前記請求項 1 の PWM インバータ制御手段には、交流電動機の手速度指令を発生させる速度指令演算手段、前記交流電動機の手速度を検出する速度検出手段、前記速度指令に検出された前記速度を一致させるように前記交流電動機のトルク指令を発生する速度制御手段を含むようにコンバータ・PWM インバータの制御系を構成し、前記コンバータ制御手段の直流電圧指令演算手段は、直流電圧指令を前記 PWM インバータ制御手段の手速度指令手段から得られた手速度指令に関連付けて決定することを特徴とする請求項 1 記載の交流電動機駆動システム。

【請求項 3】 請求項 1 のコンバータ制御手段に、平滑コンデンサの直流電圧指令を発生する直流電圧指令演算手段、平滑コンデンサの電圧を検出する直流電圧検出手段、該直流電圧指令演算手段から発せられる直流電圧指令に、該直流電圧検出手段から検出される直流電圧を一致させるように前記コンバータの入力電流を制御する入力電流制御手段を含み、前記請求項 1 の PWM インバータ制御手段には、交流電動機の手加速度指令を発生させる加速度指令演算手段手段、該加速度指令演算手段から発生した加速度から交流電動機の手速度指令を形成する速度指令演算手段、前記交流電動機の手速度を検出する速度検出手段、前記速度指令に検出された前記速度を一致させるように前記交流電動機のトルク指令を発生する速度制御手段を含むようにコンバータ・PWM インバータ制御系を構成し、前記コンバータ制御手段の直流電圧指令演算手段は、直流電圧指令を、前記 PWM インバータ制御手段の加速度指令演算手段から発生する加速度指令に対応して決定することを特徴とする請求項 1 記載の交流電動機駆動システム。

【請求項 4】 請求項 1 のコンバータ制御手段に、平滑コンデンサの直流電圧指令を発生する直流電圧指令演算手段、平滑コンデンサの電圧を検出する直流電圧検出手段、該直流電圧指令演算手段から発せられる直流電圧指令に、該直流電圧検出手段から検出される直流電圧を一致させるように前記コンバータの入力電流を制御する入力電流制御手段を含み、前記請求項 1 の PWM インバータ制御手段に、交流電動機の手速度指令を発生させる速度指令演算手段、前記交流電動機の手速度を検出する速度検出手段、前記速度指令に検出された手速度を一致させるように前記交流電動機のトルク指令を発生する速度制御手段を含むようにコンバータ・PWM インバータ制御系を構成し、前記コンバータ制御手段の直流電圧指令演算手段は、直流電圧指令を、前記速度制御手段から得られたトルク指令に基づいて決定することを特徴とする請求項 1 記載の交流電動機駆動システム。

【請求項 5】 請求項 1 のコンバータ制御手段の一部に、平滑コンデンサの直流電圧指令を発生する直流電圧指令演算手段、前記平滑コンデンサの電圧を検出する直流電圧検出手段、前記直流電圧指令演算手段から発せられる直流電圧指令に、前記直流電圧検出手段で検出される直流電圧を一致させるように前記コンバータの入力電流を制御する入力電流制御手段を含み、前記請求項 1 の PWM インバータ制御手段の一部に、交流電動機の手速度指令を発生させる速度指令演算手段、前記交流電動機の手速度を検出する速度検出手段、前記速度指令に前記検出された手速度を一致させるように前記交流電動機のトルク指令を発生する速度制御手段、該トルク指令に対応したトルクが発生するように前記交流電動機に流れるトルク電流と励磁電流を制御する電流制御手段を含むようにコンバータ・PWM インバータ制御系を構成し、前記電流制御手段から得られた前記 PWM インバータの電圧指令が所定の値を越えないように、前記平滑コンデンサの直流電圧指令を決定するようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の交流電動機駆動システム。

【請求項 6】 請求項 2 記載の直流電圧指令演算手段は、コンバータ部をダイオードで構成される整流器とした場合に得られる平滑コンデンサ電圧を下限値とし、平滑コンデンサの許容電圧、PWM インバータに使用される許容値の何れか小さい方の電圧を上限値とし、この範囲内で前記交流電動機の手速度指令の変化と同一になるように直流電圧指令を可変させることを特徴とする請求項 2 記載の交流電動機駆動システム。

【請求項 7】 直流電圧指令演算手段は、交流電動機の手速度制御系の手速度偏差或いは速度制御系の出力信号であるトルク指令が規定の値に入るように直流電圧指令を増減させることを特徴とする請求項 2 記載の交流電動機駆動システム。

【請求項 8】 商用電源を直流電圧に変換するコンバータ、コンバータの出力電圧を平滑するコンデンサ、該平

滑コンデンサの直流電圧を可変電圧・可変周波数の交流電圧に変換する PWM インバータ、該 PWM インバータによって可変速駆動される交流電動機を含んでなる交流電動機駆動システムにおいて、前記商用電源の電圧を検出する電源電圧検出手段を具備し、該電源電圧検出手段によって検出された電圧が所定の値以下に低下し停電と判断したら、コンバータの動作を停止させ、平滑コンデンサの電圧を所定の値になるまで減少させ、平滑コンデンサの電圧が所定の値になったら、前記 PWM インバータを介して交流電動機に直流電流を流して前記交流電動機10の速度を所定の速度まで減少させるように構成されていることを特徴とした交流電動機駆動システム。

【請求項 9】 商用電源を直流電圧に変換するコンバータ、コンバータの出力電圧を平滑するコンデンサ、該平滑コンデンサの直流電圧を可変電圧・可変周波数の交流電圧に変換する PWM インバータ、該 PWM インバータによって可変速駆動される交流電動機からなる交流電動機駆動システムにおいて、前記商用電源の電圧を検出する電源電圧検出手段、前記平滑コンデンサと並列に接続された大容量電力コンデンサを具備し、前記電源電圧検出手段によって停電であることが検出された場合、前記電動機15の速度を減少させて、減速時の回生エネルギーを一旦前記平滑コンデンサに回収し、該平滑コンデンサの端子電圧が規定の値を超えた場合は前記大容量コンデンサに回生させることを特徴とする交流電動機駆動システム。

【請求項 10】 請求項 9 記載の交流電動機駆動システムにおいて、大容量コンデンサの電圧を検出する大容量コンデンサ電圧検出手段を有してなり、該大容量コンデンサ電圧検出手段で検出される電圧が所定の値を超えたら、前記コンバータ・PWM インバータの制御電源乃至電動機駆動システムの周辺機器の駆動用電源として供給するように構成されていることを特徴とする交流電動機駆動システム。30

【請求項 11】 コンバータ制御手段の一部に、コンバータの入力電圧を検出する入力電圧検出手段、該コンバータ入力電流を検出する手段、平滑コンデンサの電圧を検出する直流電圧検出手段、平滑コンデンサ直流電圧指令を発生する直流電圧指令演算手段、該直流電圧指令演算手段から発せられる直流電圧指令に、前記直流電圧検出手段で検出される直流電圧を一致させるように前記コンバータの入力電流を制御する入力電流制御手段を具備し、規定の範囲内で直流電圧指令を増加・減少させ、該各増減操作に対応して、検出された入力電圧と入力電流から該コンバータに入力される入力電力を逐次演算し、得られた入力電力の内小さい方の直流電圧指令の値を真の直流電圧指令として前記のコンバータの入力電流を制御するよう構成されていることを特徴とする請求項 1 記載の交流電動機駆動システム。40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、コンバータ・PWM インバータにより交流電動機を可変速駆動するシステムに係わり、特に交流電源、即ち商用電源を電力の供給源として、上記交流電動機を加速・減速が繰り返されるエレベータ、電気鉄道、一般産業分野の可変速駆動系に好適なコンバータ・PWM インバータシステムに関する。

【0002】

【従来の技術】従来のコンバータ制御では、特開平 4 - 2 8 5 4 7 2 号公報のように、コンバータ部の出力電圧を平滑するコンデンサ（以下平滑コンデンサ）の直流電圧を所定の値に制御するために、所望の直流電圧指令を与えて、該直流電圧指令に平滑コンデンサの直流電圧を一致させるような電圧制御系を付加し、入力側の電源電流と電源電圧の位相を一致させる力率 1 の制御を行っていた。直流電圧指令は、インバータ側の状態如何に拘わらず、一定に保持されていた。

【0003】また、インバータ側の情報を基にコンバータを制御する方法として、特開平 1 - 1 3 6 5 6 8 号公報のように、インバータ入力電流を検出して、直流電圧指令の直接制御は行わないで電源電流を補償する方法もある。更に、特開平 3 - 1 2 8 6 9 1 号公報記載のものでは、インバータ側の瞬時電力を演算してコンバータ側の電流制御系にフィードバックして平滑コンデンサの電圧を過渡的にも一定に制御していた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】従来のコンバータ制御では、定常的にも過渡的にも平滑コンデンサの直流電圧を一定しようとする方法であった。コンバータ制御する場合、平滑コンデンサの直流電圧指令は、ダイオードによる全波整流器の平均電圧よりも大きく、使用する平滑コンデンサの耐圧及びインバータに使用するパワー素子の耐圧によって制限を受ける。例えば、200V の 3 相受電電源の場合、コンバータ制御の直流電圧指令は、280V から 400V の間のできるだけ高い電圧に設定されている。これは、回生できる制御範囲を広くするためである。従って、従来のコンバータ制御では、上記の高い直流電圧が常時平滑コンデンサに印加されている状態となるため、コンデンサやインバータのパワー素子の寿命は印加される電圧が高い程その劣化が加速し寿命が短くなる。このため、製品寿命が 15 ~ 20 年と長いエレベータや交流架線の電気鉄道では、信頼性を確保するため保守・点検や交換する回数が増えるという問題があった。

【0005】また、電動機の速度に拘わらず、直流電圧指令に対応した電圧の値を持つ PWM パルスが PWM インバータから出力されることになる。この PWM パルス電圧は、大きさが大きいだけでなく、立ち上がり・立ち下り50の急峻な PWM パルスなため、波頭長の非常に短

いサージ電圧が発生する。このサージ電圧が配線ケーブルを介して電動機に印加されると、電動機の端子での反射現象によって電動機端子にはPWMインバータの出力電圧以上の過電圧が生じ、電動機の巻き線の絶縁破壊の原因となる。従来のコンバータ制御では、前述のように直流電圧指令が高い値に維持されたままであると、サージ電圧による影響は余計に大きくなり、電動機の絶縁劣化が早まることになる。

【0006】更に、交流電動機を可変速駆動する場合、低速域では電動機に印加される実効電圧値は小さいため、パワー素子のゲートに印加するPWM信号のパルス幅は狭くなっている。インバータに使用するパワー素子にスイッチングの遅れがあるため、インバータの上下アームの短絡を防止するためデッドタイムを設けてパワー素子のゲートに印加する必要があるが、この影響で電動機に流れる電流が歪み、電動機の駆動性能が悪くなる。このデッドタイムの影響は、直流電圧指令が通常より高く設定されているため、上記のPWM信号のパルス幅は更に減少するのに対して、デッドタイムは変化しないため、PWM信号の周期に対するデッドタイムの割合が増え、益々電動機に流れる電流が歪むことになる。

【0007】また、PWMインバータの各アームに印加される電圧の波高値が増加するため、インバータのスイッチング損失も増大することになる。更に、低速域での軽負荷の状態では励磁電流が増え、電動機の力率が低下して高効率な駆動ができなくなる。

【0008】上記従来のコンバータ制御には、平滑コンデンサ及びインバータでのパワー素子の寿命、電動機の絶縁劣化やコンバータ・インバータを含めた総合効率特性を向上させ、低速域駆動性能を改善させながら、電源力率制御をする点が配慮されておらず、本発明の目的はかかる課題を解決できるコンバータ制御による交流電動機駆動システムを提供するにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記の課題は、インバータに印加される直流電圧（平滑コンデンサの電圧）が、インバータ側の運転状態に応じて最適になるようにすることによって達成される。このために、インバータの制御情報も取り込んで、負荷側状態にあわせて上記インバータに印加される直流電圧を制御できるように、以下の制御手段を付加する。

【0010】先ず、コンバータ・インバータ操作量格納手段を具備し、PWMインバータの状態量としては、交流電動機速度指令、速度制御系の速度偏差（速度指令と電動機速度との偏差）、トルク指令、トルク制御系の偏差（トルク指令と発生トルクとの偏差）、トルク指令の操作量、トルク電流指令、PWM制御系の変調波の変調度、変調波を形成するための電圧指令、電圧指令の内q軸電圧成分等が格納される。これらの状態量に基づいて直流電圧指令を補正する。該直流電圧指令に対応す

る直流電圧が平滑コンデンサに直接印加され、コンバータ制御の力率制御を行う。

【0011】このような制御を実現するために、上記のコンバータ・インバータ操作量格納手段の情報をもとにコンバータの直流指令を演算する直流電圧指令演算手段、トルク指令又はトルク判定手段、PWM制御系飽和判定手段、コンバータ入力電力極小値判定手段をコンバータ・インバータ制御系に付加することによって、以下のように作動し上記の課題を解決できる。

【0012】一般的に交流電動機の可変速駆動では定トルク制御が行われている。この制御では、電動機に印加する電圧と周波数は、電動機内部の磁気飽和を無くすために該電動機の定格の電圧と定格の周波数との比を一定になるようにPWMインバータによって制御される。一方、該PWMインバータの最大出力電圧は直流電圧の大きさによって定められる。従って、電動機速度が低い領域では、電動機に印加する電圧は小さくてよい。このことは、上記のコンバータ・インバータ操作量格納手段に格納されている情報の一つである電動機速度指令に対応させて直流電圧指令を求めればよいことを意味する。しかし、これだけでは不十分である。この演算過程には、電動機に印加される負荷の状態が配慮されていないからである。低速域でも大きな負荷が加わる時があり、このような場合には負荷トルクと加速に必要なトルクが十分発生できるだけの電圧が交流電動機に印加される必要がある。一般に電動機に印加される負荷トルクは、電動機速度と無関係に加わったり、変動したずる。これに対応するためは、更に、速度制御系、トルク制御系、PWM制御系等の負荷トルク、加速トルク等変動が実際に現れてくる各制御系の状態を配慮しながら直流電圧指令を決定するようにすればよい。

【0013】そこで、本発明では、直流電圧指令は、基本的には速度指令に連動させるが、この連動させる操作は、上記の各制御系の状態量の内少なくとも1つの情報を配慮しながら負荷状態に対応できるトルクが常に発生できるように直流電圧指令演算手段で演算される。

【0014】これは、「速度指令に対応して直流電圧指令を増減する通常の演算処理」に「通常の演算処理以外にする補正処理」を加えて両者が併行して実行される。例えば、前者の「通常処理」に、「速度制御系の速度偏差信号の大きさ（或いは速度制御系の飽和）を監視しながら直流電圧指令を増減する補正処理」を実行する方法があげられる。仮に、速度指令に応じて直流電圧指令を増減する「通常処理」で得られた直流電圧指令では、速度偏差が過大となる場合は、後者の「補正処理」が作動する。この「補正処理」では、速度偏差の過大（或いは速度制御系の飽和）が回避されるまで直流電圧指令を増減させる。そして、速度制御系の飽和が回避されたら、その時点の「補正処理」で得られた直流電圧指令の補正分を維持し、その後は、「通常処理」のみが実行され

る。この場合の直流電圧指令は、速度指令に対応した直流電圧指令の「通常処理」に「補正処理」で得られた補正分が重畳された値となり、この直流電圧指令に対応したインバータ入力電圧によってPWMインバータは交流電圧を発生し、この電圧によって電動機は駆動される。

【0015】このような「補正処理」を行うことによって、制御系が飽和することなく交流電動機が駆動されるので、インバータに印加される直流電圧は最小限の値となり、上述の課題が達成される。

【0016】以上の説明では、「補正処理」として、速度制御系の飽和に着目したが、トルク制御系、PWM制御系等の制御系が飽和しないように、トルク指令、トルク偏差（トルク指令と発生トルクとの偏差）、PWMインバータ電圧指令（変調波）、q軸電圧成分等の状態量から、上記制御系の飽和を判定しながら、「補正処理」を実行しても同様に前記の課題は達せられる。

【0017】この他、「補正処理」として、コンバータの入力電力が最小になるように、直流電流指令を補正しても、同様な効果が得られる。即ち、該入力電力が最小となる直流電圧指令は、前記インバータの上記制御系が飽和せずに動作していることと等価になるからである。制御系に飽和が発生していれば、適正な電圧、電流が電動機に流れ得ないからである。

【0018】

【発明の実施例の形態】図1に、本発明をエレベータの可変速駆動系に適用した一実施例を示す。先ず、駆動系のパワー・機械系から説明する。3相の商用電源1は、電源電流を検出する電流センサ2、ACリアクトル3を介して、交流電圧を直流電圧に変換するコンバータ（順変換器）4に接続される。コンバータ4は、ダイオードによる全波整流で得られる直流電圧の値以上の値に制御できる出力電圧を可変にできる整流器で、該コンバータ4から得られた直流電圧は平滑コンデンサ5によって平滑される。したがって、コンバータによる方式では、平滑コンデンサにはダイオードによる全波整流で得られる電圧よりも高い電圧が常時印加されることになる。

【0019】一方、一般に平滑コンデンサとして使用されている電解コンデンサの劣化特性は、印加電圧の2乗の関数になる。このため、コンバータ方式を採用した場合、ダイオードによる全波整流方式よりも平滑コンデンサをより劣化させることになる。これを回避する方法が、後述する直流電圧指令処理である。

【0020】平滑コンデンサ5と並列に、パワースwitching素子6と大容量電力用コンデンサ7とを直列に接続した電力蓄積手段が接続される。該大容量電力用コンデンサ7は、平滑コンデンサ5のみでは蓄積できない、後述するエレベータを減速する際に電動機が発生する回生エネルギーを蓄積する役目を果たす。このほか、コンバータ4が故障した場合や商用電源1が停電して電源に余剰の回生エネルギーを回生処理できない場合にエネルギー

ギーを蓄積できる大容量のコンデンサが使用され、例えば、数十Fの容量をもつ、電気2重層コンデンサが利用される。

【0021】上記の非常時の電力蓄積手段を介してPWMインバータ8が接続される。また、該非常時の電力蓄積手段は、コントローラ・表示器等の補助電源130に接続され、大容量電力用コンデンサ7に蓄積された電源に回生できない余剰エネルギーは補助電源に利用される。ここでは、補助電源に利用する場合について示したが、コンバータ、インバータ等を冷却するのに使用しているファンの駆動電源等の駆動系に使用されている各種の用途の電源としても利用できる。

【0022】PWMインバータ8は、電流センサ9を介して交流電動機10に接続され、電流センサ9は交流電動機10の1次巻き線に流れる電流を検出する。交流電動機10の回転軸の一端にはロータリーエンコーダ11Aが装着され、交流電動機10の回転速度が検出される。また、交流電動機10の回転軸の他端には、ギヤ等の駆動力伝達機構（図示せず）が結合され、この駆動力伝達機構に駆動される網車11を介してロープにより、カウンタウエイト12と乗りかご13が吊られ、電動機の回転力（トルク）を上下運動に変換して乗りかご13を上下動する。

【0023】以下、上記のエレベータ駆動システムの制御系の構成とその動作を説明する。

【0024】エレベータ駆動システムの制御系は、商用電源1からコンバータ4に導かれる電流の電圧を測定する電圧センサ20、電圧センサ20の出力を入力とする電源異常判定手段60及び電源位相検出手段70、電源異常判定手段60の出力側に接続された直流電圧指令演算手段40、前記平滑コンデンサ5の端子電圧を検出する電圧センサ5A、電圧センサ5Aの出力Edが入力される回生エネルギー処理制御起動判定手段110及びコンバータ・インバータ操作量格納手段30、電圧センサ5Aの出力Edと直流電圧指令演算手段40の出力Ed*を入力とする電圧制御手段50、電圧制御手段50の出力と電源位相検出手段70の出力を入力とする電源電流指令発生手段80、電源電流指令発生手段80の出力と前記電流センサ2の出力を入力とする電流制御手段90、電流制御手段90の出力と前記電源異常判定手段60の出力を入力とし前記コンバータ4にPWM信号を出力するPWM信号発生手段100、前記電圧制御手段50の出力ΔEdと回生エネルギー処理制御起動判定手段110の出力と前記大容量電力用コンデンサ7の端子電圧を入力とし出力を前記パワースwitching素子6に入力するチョップ通流率演算手段120、加速度指令演算手段140、加速度指令演算手段140の出力α*を入力とする速度指令演算手段150、速度指令演算手段150の出力ω*と前記ロータリーエンコーダ11Aの出力に基づいて算出された回転角速度ωmを入力とする加減算器

170、加減算器170の出力 $\Delta\omega$ を入力とする速度制御手段160、前記電流センサ9の出力を入力とするトルク・励磁電流検出手段180、トルク・励磁電流検出手段180の出力 I_m を入力とする2次磁束演算手段190、2次磁束演算手段190の出力 Φ_2 とトルク・励磁電流検出手段180の出力 I_t を入力とするトルク演算手段200、トルク演算手段200の出力 τ と前記速度制御手段160の出力 τ_R を入力とする加減算器171、加減算器171の出力を入力とするトルク制御手段210、トルク制御手段210の出力 τ^* と前記2次磁束演算手段190の出力 Φ_2 と前記回転角速度 ω_m を入力とするベクトル制御手段220、ベクトル制御手段220の出力 I_m^* とトルク・励磁電流検出手段180の出力 I_m を入力とする加減算器172、ベクトル制御手段220の出力 I_t^* とトルク・励磁電流検出手段180の出力 I_t を入力とする加減算器173、加減算器172の出力 ΔI_t と加減算器173の出力 ΔI_m とベクトル制御手段220の出力 ω を入力とする電流制御手段230、電流制御手段230の出力 V_t^* 、 V_m^* を入力とし出力をPWMインバータ8に入力するPWM信号発生手段240、を含んで構成される。

【0025】前記コンバータ・インバータ操作量格納手段30には、前記加速度指令演算手段140の出力 α^* 、速度指令演算手段150の出力 ω^* 、加減算器170の出力 $\Delta\omega$ 、電源異常判定手段60の出力（電源異常検出信号）が入力され、コンバータ・インバータ操作量格納手段30の出力側は、前記直流電圧指令演算手段40に接続されている。また、前記トルク・励磁電流検出手段180の入力側にはベクトル制御手段220から出力される1次角周波数 ω が入力され、トルク・励磁電流検出手段180が出力する瞬時位相 θ はPWM信号発生手段240に入力される。電源異常判定手段60の出力（電源異常検出信号）はまた、前記回生エネルギー処理制御起動判定手段110にも入力されるようになっている。

【0026】まず、コンバータの制御系の構成と動作原理から説明する。コンバータの制御系（コンバータ制御手段）は、上記構成のうち、電圧センサ5A、直流電圧指令演算手段40、電圧制御手段50、電源異常判定手段60、電源位相検出手段70、電源電流指令発生手段80、電流制御手段（入力電流制御手段）90、及びPWM信号発生手段100で構成される。

【0027】コンバータ4の出力電圧は、直流電圧指令演算手段40によって発生された直流電圧指令 E_d^* に基づいて制御される。直流電圧指令 E_d^* と、電圧センサ5Aによって検出された平滑コンデンサ5の端子電圧 E_d とが電圧制御手段50に入力され、電圧制御手段50は直流電圧指令 E_d^* に、検出された平滑コンデンサ5の端子電圧 E_d が一致するように動作し、電源電流の振幅 I_s^* の値を決定して出力する。電源電流指令の位

相は、商用電源電圧を電圧センサ20により検出し、この検出信号をもとに、商用電源1の電圧位相 θ_s を電源位相検出手段70により求める。該電源位相検出手段70では、電圧センサ20の検出信号からU相、V相、W相の3相電源電圧のゼロ位相を求め、これを基準にしてカウンタを動作させ、 360° （1周期分）の位相を発生させる。

【0028】電源電流の振幅 I_s^* と商用電源1の電圧位相 θ_s は電源電流指令発生手段80に入力され、電源電流指令発生手段80は、電源電流指令 i_s^* （交流量）を3相分発生する。3相分の電源電流指令 i_s^* は、電流制御手段90に入力され、電流制御手段90は、電流センサ2で検出された3相の電源電流との偏差を取り、該偏差がゼロになるように電流制御手段90は動作し、その結果交流電圧指令 E_s^* を発生する。該交流電圧指令 E_s^* （3相分、図には1相分のみ示す）は、PWM信号発生手段100に、PWM制御のための変調波として入力される。該変調波（3相分）は、PWM信号発生手段100の搬送波（三角波）と比較され、PWM信号を生成し、コンバータ4を構成するパワスイッチング素子のゲートに印加される。

【0029】従って、コンバータ4は、電源電流を電源電圧の位相に一致させながら、直流電圧指令に対応した直流電圧を出力している。PWMインバータ8は、該直流電圧に基づいて可変電圧・可変周波の交流電源を以下述べる制御によって発生し、交流電動機10を駆動している。

【0030】PWMインバータ制御系（PWMインバータ制御手段）は、ロータリーエンコーダ（速度検出手段）11A、加速度指令演算手段140、速度指令演算手段150、加減算器170、速度制御手段160、トルク・励磁電流検出手段180、2次磁束演算手段190、トルク演算手段200、加減算器171、トルク制御手段210、ベクトル制御手段220、加減算器172、加減算器173、電流制御手段230、及びPWM信号発生手段240を含んで構成される。PWMインバータ制御系は、次のように動作する。

【0031】加速度指令演算手段140によって、乗りが13に搭乗している人の乗り心地を配慮した加速度信号 α^* が発生され、速度指令演算手段150に入力される。速度指令演算手段150では、入力された加速度信号 α^* を積分して速度指令 ω^* が求められ、これが速度制御系の指令信号として作用する。速度指令 ω^* は、加減算器170のプラス端子に、ロータリーエンコーダ（速度センサ）11Aから得られた信号をもとに演算して得られた回転角速度 ω_m （速度演算器省略）がマイナス端子に、それぞれ入力され、加減算器170は速度偏差 $\Delta\omega$ を発生する。速度偏差 $\Delta\omega$ は、速度制御手段160に入力され、速度制御手段160は速度偏差 $\Delta\omega$ がゼロになるようにトルク指令 τ_R を発生する。該トルク指令

τR は加減算器171ののプラス端子に入力され、マイナス端子にはトルク演算手段200から得られた瞬時トルク τ が入力される。瞬時トルク τ ($=k \cdot I_t \cdot \phi_2$)は、トルク・励磁電流検出手段180、2次磁束演算手段190によって得られた、トルク電流 I_t 、2次磁束 ϕ_2 を入力として、トルク演算手段200から出力される。

【0032】ここで、トルク・励磁電流検出手段180は、電流センサ9によって検出した3相の1次電流（交流電動機10の1次巻き線に流れる電流）を、後述するベクトル制御手段220から得られた1次角周波数 ω ($=\omega_m + \omega_s$: すべり角周波数)を積分して得た瞬時位相 θ ($=\int \omega dt$)を使って、3相の交流電流を2相の直流電流に変換してトルク電流 I_t と励磁電流 I_m を得る。2次磁束 ϕ_2 は、励磁電流 I_m と交流電動機10の2次時定数 T_2 とを使って、2次磁束演算手段190において、演算： $M \cdot I_m / (1 + T_2 \cdot s)$ 、 s : ラプラス演算子、 M : 励磁インダクタンス)を実行することによって得る。

【0033】加減算器171で上記のトルク指令 τR と交流電動機10から発生している瞬時トルク τ との偏差 $\Delta \tau$ ($=\tau R - \tau$)が算出され、トルク制御手段210に入力される。該トルク制御手段210は、該トルク偏差 $\Delta \tau$ がなくなるようにトルク指令の操作量 τ^* を発生する。該トルク指令の操作量 τ^* は、ベクトル制御手段220に入力され、ベクトル制御手段220はトルク電流指令 I_t^* と励磁電流指令 I_m^* を以下のように決定する。トルク電流指令 I_t^* は、現在電動機で発生している2次磁束 ϕ_2 を基に演算： $k_t \cdot \tau^* / \phi_2$ (k_t : モータに係する定数)を実行して得る。

【0034】一方、励磁電流指令 I_m^* は、駆動システムの運転効率が最大になるように、制御量 α に、例えば、特願平8-40916号に開示された方法を使って求めた制御量 α に、上記の演算で得たトルク電流指令 I_t^* を乗じて求める。

【0035】このようにして得た励磁電流指令 I_m^* とトルク電流指令 I_t^* とはそれぞれ加減算器172、173のプラス端子に入力され、トルク・励磁電流検出手段180によって検出された励磁電流 I_m とトルク電流 I_t はマイナス端子に入力される。加減算器172、173はそれぞれ、トルク電流偏差 ΔI_t 、励磁電流偏差 ΔI_m を出力し、このトルク電流偏差 ΔI_t 、励磁電流偏差 ΔI_m が電流制御手段230に入力される。電流制御手段230は、このトルク電流偏差 ΔI_t 、励磁電流偏差 ΔI_m 及びベクトル制御手段220から入力される1次角周波数 ω に基づいて、電圧指令 V_t^* 、 V_m^* を発生し、PWM信号発生手段240に出力する。

【0036】電圧指令 V_t^* 、 V_m^* はPWM信号発生手段240によって、1次電圧指令の大きさ $V1^*$ ($=((V_t^*)^2 + (V_m^*)^2)$ の $1/2$ 乗)、トルク・励

磁電流検出手段180から出力される瞬時位相 θ から交流の1次電圧指令（3相分） v_u 、 v_v 、 v_w を発生し、三角波（搬送波）と比較し、PWM信号を発生して、PWMインバータ8のパワースイッチング素子のゲートに印加する。

【0037】上述したコンバータ制御系とPWMインバータ制御系の状態量を格納するのが、コンバータ・インバータ操作量格納手段30である。該コンバータ・インバータ操作量格納手段30には、PWMインバータ制御系から生成される、加速度指令、速度指令、速度偏差、トルク指令 τR 、トルク偏差 $\Delta \tau$ 、トルク指令の操作量 τ^* 、トルク電流指令 I_t^* 、トルク電流の偏差 ΔI_t 、トルク分に寄与する電圧指令 V_t^* 、1次電圧指令の大きさ $V1^*$ 、変調度（＝1次電圧指令の大きさと搬送波の波高値）等の状態量が格納される（図1では、図面の煩雑化を避けるため接続線を一部省略してある）。

【0038】一方、コンバータ制御系からは、電源側の異常信号（電源異常検出信号）、例えば、停電、瞬時停電、欠相を検出する信号や、図1には示していないが、交流電圧指令の大きさ、変調度、コンバータの入力電圧の大きさに影響を与える電圧成分の大きさ、電圧制御手段の入力偏差、電圧制御手段50から出力される電源電流の振幅、PWM信号発生手段100からPWM信号の最小パルス幅の時間等もコンバータ・インバータ操作量格納手段30に格納される対象となる状態量である。

【0039】また、コンバータ、インバータの各電力変換器の温度、又これら電力変換器の構成する個々のパワースイッチング素子の温度もコンバータ・インバータ操作量格納手段30に格納される状態量である。これらの状態量に基づいて、コンバータの直流電圧指令が決定される。

【0040】図1は、速度指令 ω^* と速度偏差 $\Delta \omega$ に基づいて、直流電圧指令 E_d^* を決定する場合の例である。本構成の特徴は、平滑コンデンサ5の容量、数千 μF に対して、大容量コンデンサ7の容量として数F乃至数十F以上のコンデンサを持つようにしたことにある。従って、この大容量コンデンサ7には、回生時の余剰エネルギーを以下の手段により余すことなく蓄積できるため、駆動系の運転状態に拘わらず、平滑コンデンサ電圧を所定の範囲内にできる。また、蓄積されたエネルギーは、制御電源等の補助用、停電時の非常用電源としても活用できる。

【0041】上記の制御は、平滑コンデンサ5が所定の電圧に到達したら、回生エネルギー処理制御起動判定手段110によって起動される。回生エネルギー処理制御起動判定手段110は、平滑コンデンサ5が所定の電圧に到達したら起動信号を発生し、チョッパ通流率演算手段120に入力する。このチョッパ通流率演算手段120には、前記起動信号、直流電圧指令 E_d^* と平滑コンデンサの直流電圧 E_d との偏差 ΔE_d 、及び前記大容量

コンデンサ 7 の端子電圧が入力され、偏差 $\Delta E d$ の大きさ（符号はマイナス）に応じたチョッパの通流率になるように制御され、平滑コンデンサ 5 の電圧が規定の電圧範囲内（直流電圧指令 $E d^*$ で指定される範囲内）に入るまで動作する。

【0042】図 2 は、速度指令とそれに対応させた直流電圧指令の状況を示したものである。速度指令は、エレベータを例に採って説明したものであるが、加減速駆動する用途では、同様な速度指令が与えられるので一般性は失わない。エレベータに起動指令が与えられると、A まで快適な乗り心地を維持できる加速度指令 α^* が与えられ、エレベータは加速していく。この領域では、加速トルクと負荷トルク（カウンタウエイトと乗りかごの積載量との差（走行抵抗分含）の負荷を輸送するに必要な駆動力）総和のトルクを電動機で発生しなければならない。このようなトルクを発生するには、インバータ出力電圧と周波数との比は、一定に制御すればよい。

【0043】したがって、速度指令はインバータ周波数に対応して変化するため、速度指令が小さい領域では、インバータから出力される電圧（電動機駆動に必要なインバータ電圧）も小さくてよい。一方、インバータの出力電圧は、インバータ入力電圧（直流電圧）に比例するため、速度指令が小さい場合はインバータ入力電圧は基本的に小さくてよい。そこで、基本的には、コンバータ制御系の直流電圧指令はインバータ制御系の速度指令の増減に対応させて変動させる。但し、 $\Delta E d$ は補正される量、 $E d 0^*$ はダイオードの全波整流器の出力電圧（平均電圧）で固定分である。

【0044】

$$E d^* = E d 0^* + \Delta E d \quad (1)$$

$$\Delta E d = k \cdot \omega^* \quad (K: \text{定数}) \quad (2)$$

しかし、上記のトルクの内、負荷トルク分は乗員の数によって変動するもので、速度指令との因果関係はない。これに対応する方法として、2通りある。その一つは、電動機の各速度で必要な最大のトルクを発生させるだけの電圧をインバータが発生できるように $\Delta E d_{\max}$ 分、インバータの入力電圧をコンバータが発生できるように、図 2 の (c) のように予めバイアス $\Delta E d_{\max}$ をしておく方法である。

【0045】

$$\Delta E d^* = k \cdot \omega^* + \Delta E d_{\max} \quad (3)$$

この方法は、軽負荷域ではインバータ入力電圧が高くなっている。このため、負荷状態に応じてより補正分を最適化できるようにするのが第 2 の方法である。この補正分は、速度制御系の速度偏差 $\Delta \omega$ 、トルク指令 τR 、トルク制御系のトルク偏差 $\Delta \tau$ 、トルク指令の操作量 τ^* 、トルク電流指令 $I t^*$ 、トルク電流制御系の操作量 $V t^*$ 、PWM 制御系の変調波（1 次電圧指令）の大きさ $V 1^*$ との、負荷の状態に応じて、変動する情報量に基づいて、上記補正分を決定する。

【0046】なお、図 2 の (b) に示すように、直流電流指令は、コンバータ部をダイオードで構成される整流器とした場合に得られる平滑コンデンサ電圧を下限値とし、平滑コンデンサの許容電圧、PWM インバータの入力直流電圧の許容値のいずれか小さい方の電圧を上限値とし、この範囲内で前記速度指令の変化と同じになるように決定される。図 2 の (b) に示す直流電圧の最大値は、平滑コンデンサの許容電圧、PWM インバータの入力直流電圧の許容値のいずれか小さい方の電圧である。

【0047】図 3 は、速度制御系の速度偏差 $\Delta \omega$ に基づいて上記の補正分 $\Delta E d_{\max}$ を可変にする直流電流指令処理を示したものである。電源異常判定手段 60 によって、3 相電圧を検出し、該検出信号の大きさから異常か否かを判定し、大きさが所定の値より減少した場合、電源異常検出信号を発生する。この場合は、電源側に電動機のエネルギを回生できないので、コンバータ動作を停止させ、以下の電源異常処理 600 を実行する。即ち、速度指令に対応して直流電圧指令を減少させ、最寄りの階にエレベータを停止させる減速処理を実行する。コンバータ動作の停止により平滑コンデンサ 5 の端子電圧を所定の値になるまで減少させ、平滑コンデンサ 5 の端子電圧が所定の値になったら、前記 PWM インバータを介して交流電動機に直流電流を流して交流電動機を速度を所定の速度まで減少させる。

【0048】この場合、減速によって、回生エネルギーが発生し、該エネルギーは、平滑コンデンサ 5 に蓄積されていく。そこで、平滑コンデンサ 5 の電圧が規定の値以上に達しているか否かの判定処理 60C を実行する。この値が、規定以下の場合は、エレベータを減速させながら、回生エネルギーを平滑コンデンサに蓄積していく。平滑コンデンサ 5 の電圧が規定値以上に到達したら、チョッパ素子（パワースイッチング素子）6 を動作させエレベータが停止するまで、回生エネルギーを大容量コンデンサ 7 に蓄積させていく。ここで、該大容量コンデンサ 7 に回生エネルギーが蓄積されて、所定の電圧以上、例えば、5 V 以上の電圧に到達したら制御回路の電源として供給する。なお、このエネルギーは、コンバータ・インバータの冷却用ファン駆動電源のような他の機器の非常用電源として使用してもよい。

【0049】処理 60 で、電源異常信号が発生しない場合は、先ず、処理 10A で速度指令に対応させて直流電圧指令の制御可能な補正分を (2) 式に従って変化させる。

【0050】次に、速度制御系の速度偏差 $\Delta \omega$ の値が加速の時 ($\alpha^* \geq 0$) では、最大値 $\Delta \omega_{\max}$ を越えているか、減速の時 ($\alpha^* \leq 0$) は、最小値 $-\Delta \omega_{\max}$ 以下になっていないかどうかをチェックする。何れにも該当しない場合は、速度制御系は飽和せずに正常に作動している。この場合は、トルクを発生するためのインバータ入力電圧は適切に与えられていると判断し、負

荷トルク対応する補正分 ΔE_{dmax} は現時点の値の状態にする処理 100C を実行する。

【0051】速度偏差 $\Delta \omega$ が $\Delta \omega_{max}$ を越えている場合は、電動機で発生すべきトルクが不足していると判定して、補正分 ΔE_{dmax} を所定の時定数で増加させる処理 100B を実行しする。この操作が繰り返されると、最終的には、適正な入力電圧になり、処理 100C が実行されるようになる。速度偏差 $\Delta \omega$ が $-\Delta \omega_{max}$ 以下の場合は、過速度になって制御系が飽和していることはなり、入力電圧は現状の値より減少する処理 100D を実行する。この操作が繰り返されると、同様に最終的には、適正な入力電圧になり、処理 100C が実行されるようになる。このような操作によって、乗員の数の変動等によって負荷が変わっても、速度制御系の飽和が抑制されたため、所望の速度になるようなトルクを電動機で発生させることができる。

【0052】なお、処理 100D によって直流電圧指令が減少するために電動機の回転エネルギーが回生され、平滑コンデンサの電圧が上昇する可能性がある。そこで、先ず、平滑コンデンサ 5 の電圧が規定の範囲に入っているか否かを判定し、規定の範囲ならば負荷トルク分の補償をそのまま行っていく。しかし、処理 100E で、平滑コンデンサ 5 の電圧が規定以上に到達したならば、パワースイッチング素子 6 を動作させ、回生エネルギーを大容量コンデンサ 7 に蓄積させる処理 100F を実行する。蓄積された電力は、制御電源等の他の機器の駆動電力として利用される。

【0053】以上のように、速度制御系が飽和しないように直流電圧指令を制御して、平滑コンデンサ 5 にかかる電圧を最適化する。

【0054】図 4、図 5 は、コンバータ入力微分符号を判定する入力電圧極小値判定手段 30A、及びトルク指令又はトルク判定手段 30B を前記図 1 に示す構成に付加して、直流電圧指令を最適化する他の方法を示したものである。他の構成は前記図 1 に示す構成と同じなので、図示と説明は省略する。図 5 に示すように、電源異常判定手段 60 から得られた電源異常検出信号の有無を確認し、有りの場合は、図 3 で示した電源異常処理 600 を実行する。電源異常検出信号が発生していない場合は、前述した処理 10A を実行する。

【0055】その後、トルク制御系が飽和しないように下記の直流電圧指令の補正分の処理を実行する。ここでは、トルク指令或いはトルクが規定の値を越えているか否かを処理 200A でトルク指令又はトルク判定手段 30B により判定する。この結果、これらの値が規定を越えている場合は、直流電圧の値が不適正な値になっていると判定し、以下の処理 200B を実行する。トルク指令の極性が正の場合、トルクが不足していることとなるため直流電圧指令を増加させる。トルク指令の極性が負の場合は、ブレーキトルクが過大という状態であり、回

生エネルギーが多くなり平滑コンデンサ電圧が過大になる可能性がある。そこで、直流電圧指令を下げて、余剰エネルギーを回生し易くする。この処理によって、直流電圧指令が最大値に到達したら、回生処理が間に合わない判定して前記図 3 に示した過電圧処理 700 が実行される。

【0056】トルク指令或いはトルクが規定以内の場合は、入力電圧極小値判定手段 30A により、入力電力 P_{in} が極小になるような直流電流指令を探索する処理 200D、200E を実行する。この処理は、規定の範囲内で直流電圧指令を増加・減少させ、各増減操作に対応して検出された入力電圧と入力電流からコンバータ 4 に入力される入力電力を逐次演算し、得られた入力電力のうち、小さい方の直流電圧指令の値を真の直流電圧指令として出力するものである。

【0057】以上の処理によって、入力電力を最小にしながら、最適な直流電圧指令が得られる。これによって、効率をよくするための最低限の電圧が印加されることになり、平滑コンデンサ 5 の劣化が抑制される。

【0058】次に、他の実施例を図 6、図 7 に示す。図 6 に示す実施例は、トルク指令又はトルク判定手段 30B に代えて PWM 制御系飽和判定手段 30C を付加したことが、図 4 に示した構成と異なる点であり、他の構成は前記図 1 に示す構成と同じであるので図示並びに説明を省略する。PWM 制御系飽和判定手段 30C は、PWM 信号発生手段 240 の出力（トルク分電圧指令 V_{t*} 、1 次電圧指令の大きさ V_{1*} ）を入力として、それらが規定の最大値を超えているかどうかを判定し、判定結果をコンバータ・インバータ操作量格納手段 30 に出力する。

【0059】本実施例では、図 7 に示すように、図 3 で示した処理 60A、10A を実行後、PWM 制御系飽和判定手段 30C によりトルク分電圧指令 V_{t*} 或いは 1 次電圧指令 V_{1*} が規定の最大値を越えているか否かを判定して、PWM 制御系が飽和していないかをチェックする。該値が最大値を越えた場合は所定の時定数で直流電圧指令を増減する。即ち、トルク分電圧指令が最大値を越えている場合は、直流電圧が不足しているため、所定の時定数で直流電圧指令を増加させる。逆に、トルク分電圧指令が最小値以下の場合は、平滑コンデンサの直流電圧が回生されるエネルギーで過電圧になっているため、直流電圧指令を下げて、回生しやすくする。

【0060】この処理によって、直流電圧指令が規定の最大値に到達した場合は、前記図 3 に示す過電圧処理 700 が実行される。

【0061】処理 300A で、トルク分電圧指令が最大値、最小値以内の場合はコンバータ入力電力の極小値になるように直流電圧指令を決定する処理 300D を実行する。この処理によって、PWM 制御系が飽和せずに、効率よく、平滑コンデンサの電圧を最適に制御でき、コン

デンサの劣化を抑制できる。

【0062】なお、図1の実施例では、過電圧処理の方法としてコンバータ制御の場合の大容量コンデンサを使ったチョッパ回路による回生エネルギーを処理する方法は、ダイオードによる全波整流器にも適用できる。

【0063】以上、本発明によれば効率よく、平滑コンデンサの劣化を抑制できる。

【0064】

【発明の効果】本発明によれば、コンバータ制御をおこなっても、従来よりも平滑コンデンサに高圧の電圧が印加される時間が短くなり、平滑コンデンサの劣化を抑制でき、寿命を延ばすことができる。また、インバータに印加される電圧の波高値も低く抑えられるため、スイッチング損失を低減できると同時にインバータに使用するパワースイッチング素子に印加される電圧も抑えられるので、パワースイッチング素子の劣化も抑制される。

【0065】PWMインバータから出力される電圧波形の波高値は平滑コンデンサの直流電圧によって決定される。本発明によれば、該直流電圧の値を低く抑えられるため、電動機の巻き線間に印加されるPWMインバータの出力電圧も低減され、急峻なPWM波形によって発生する反射現象によるサージ電圧も従来より低くなり、電動機の絶縁劣化も抑制できる。

【0066】このように、駆動システムのキーコンポーネントである、平滑コンデンサ、インバータのパワースイッチング素子、電動機の劣化を抑制でき、駆動システムの耐用年数も増え、システムの信頼性も向上する。

【0067】更に、平滑コンデンサの直流電圧はコンバータの入力電力が最小になるように決定されるため、コンバータ・インバータによる運転効率も向上できる。

【0068】また、平滑コンデンサと並列に大容量のエネルギー蓄積手段を設けたことにより、停電等の電源異常やコンバータ故障等によって、回生エネルギーが回生できなくなる事態が発生しても、平滑コンデンサの電圧が異常に高くないようにできる。更に、このエネルギー蓄積手段を設けたことにより、蓄積して得たエネルギーをコントローラ、表示器等の非常用電源用として利用できる他の効果もある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の要部構成を示す制御ブロック図である。

【図2】本発明の実施例における直流電圧指令と従来技術の直流電圧を比較して示す説明図である。

【図3】本発明の直流電圧指令を可変する方法の例を示す手順図である。

【図4】図1に示す実施例の一部を変更した例を示す制御ブロック図である。

【図5】図4に示す実施例により直流電圧指令を可変する例を示す手順図である。

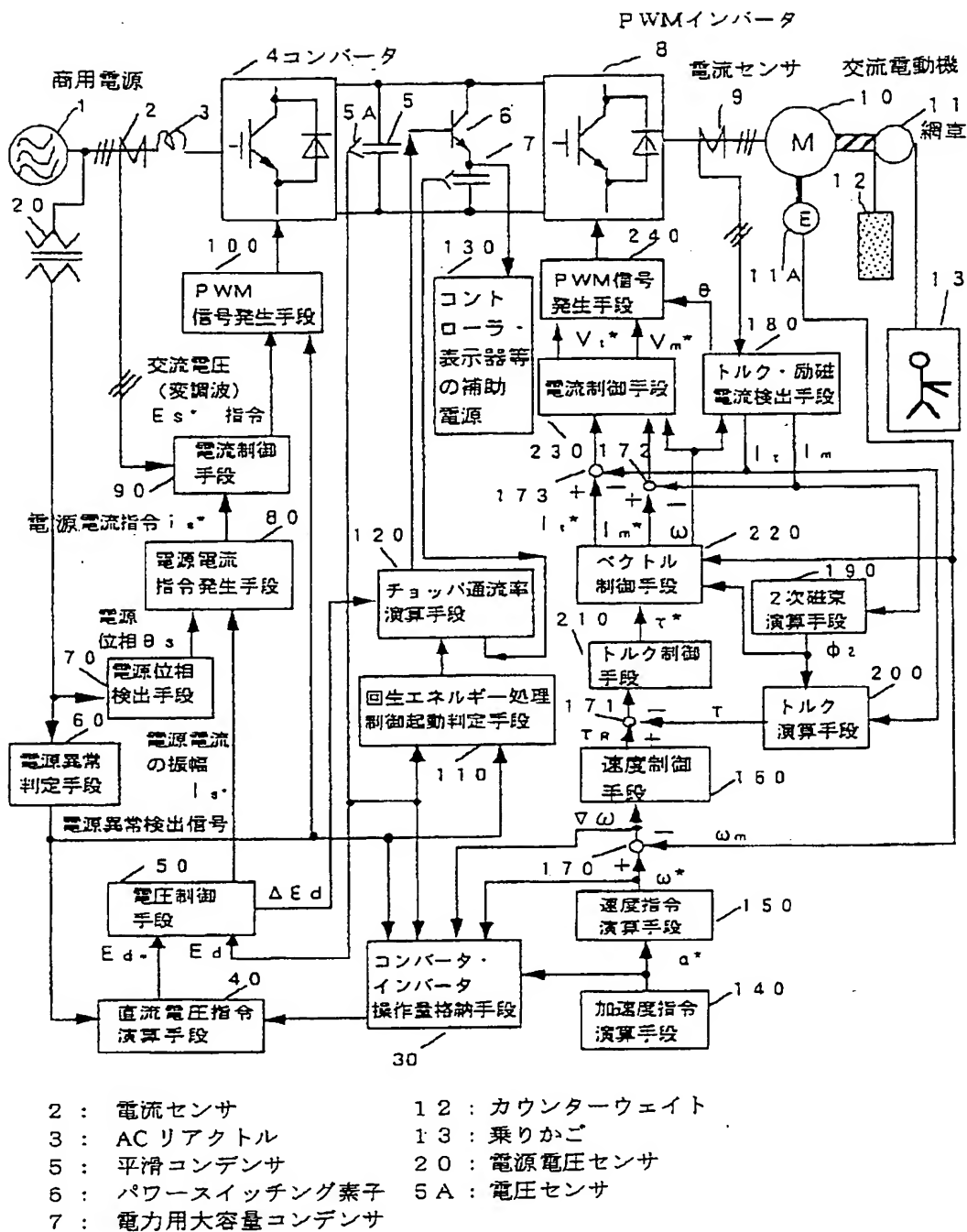
【図6】図1に示す実施例の一部を変更した他の例を示す制御ブロック図である。

【図7】図6に示す実施例により直流電圧指令を可変する例を示す手順図である。

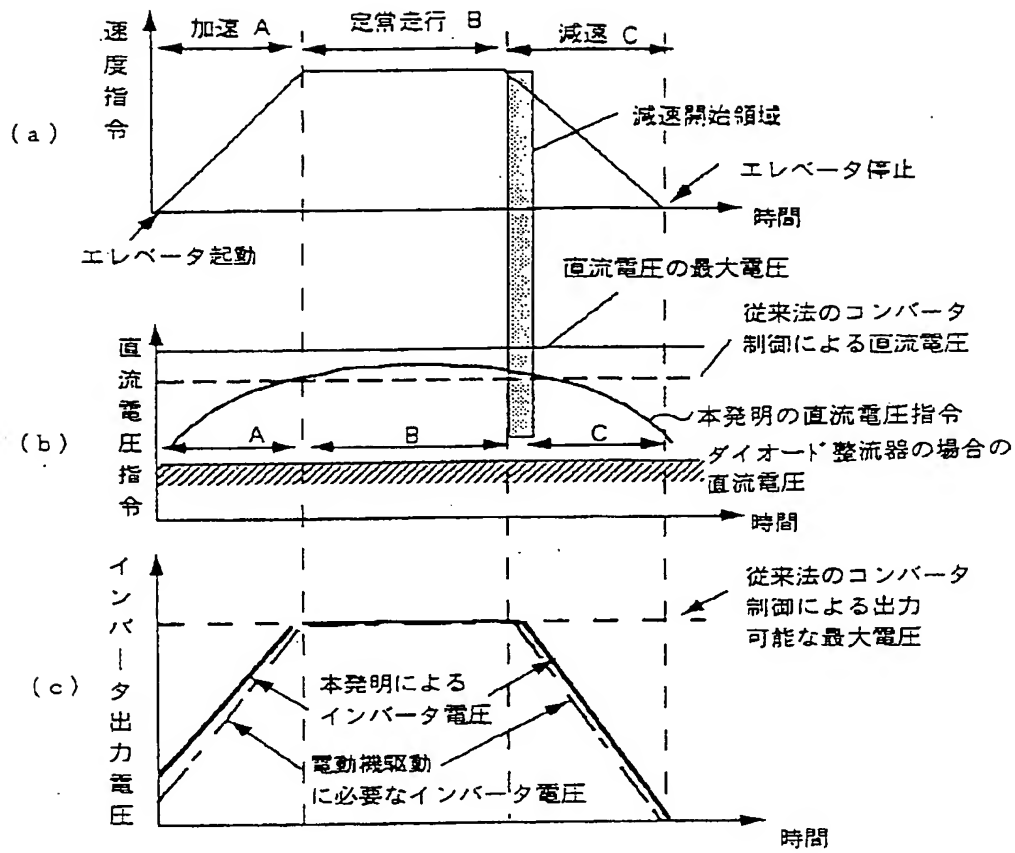
【符号の説明】

- 1 商用電源
- 2, 9 電流センサ
- 3 ACリアクトル
- 4 コンバータ
- 5 平滑コンデンサ
- 6 パワースイッチング素子
- 7 大容量コンデンサ
- 8 PWMインバータ
- 10 交流電動機
- 11 網車
- 11A 速度センサ（ロータリーエンコーダ）
- 12 カウンタウエイト
- 13 乗りかご
- 20 電源電圧センサ
- 30 コンバータ・インバータ操作量格納手段
- 30A コンバータ入力電力極小値判定手段
- 30B トルク指令又はトルク判定手段
- 30C PWM制御系飽和判定手段
- 40 直流電圧指令演算手段
- 50 電圧制御手段
- 60 電源異常判定手段
- 70 電源位相検出手段
- 80 電源電流指令発生手段
- 90 電流制御手段
- 100 PWM信号発生手段
- 110 回生エネルギー処理制御起動判定手段
- 120 チョッパ通流率演算手段
- 130 コントローラ・表示器等の補助電源
- 140 加速度指令演算手段
- 150 速度指令演算手段
- 160 速度制御手段
- 170, 171, 172, 173 加減算器
- 180 トルク・励磁電流検出手段
- 190 2次磁束演算手段
- 200 トルク演算手段
- 210 トルク制御手段
- 220 ベクトル制御手段
- 230 電流制御手段
- 240 PWM信号発生手段

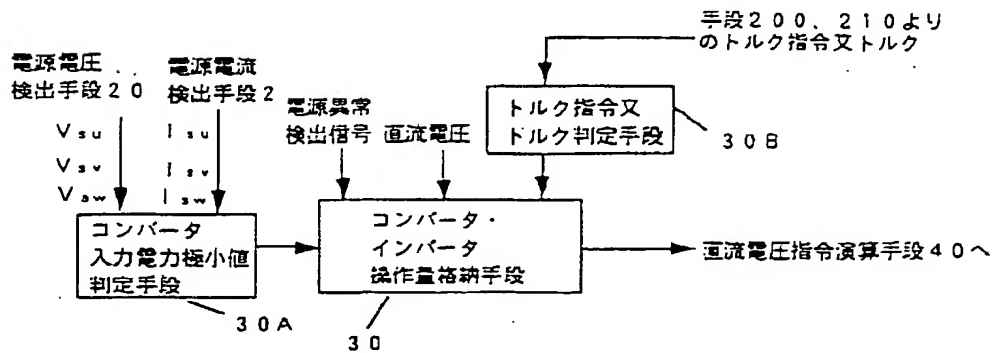
【図1】



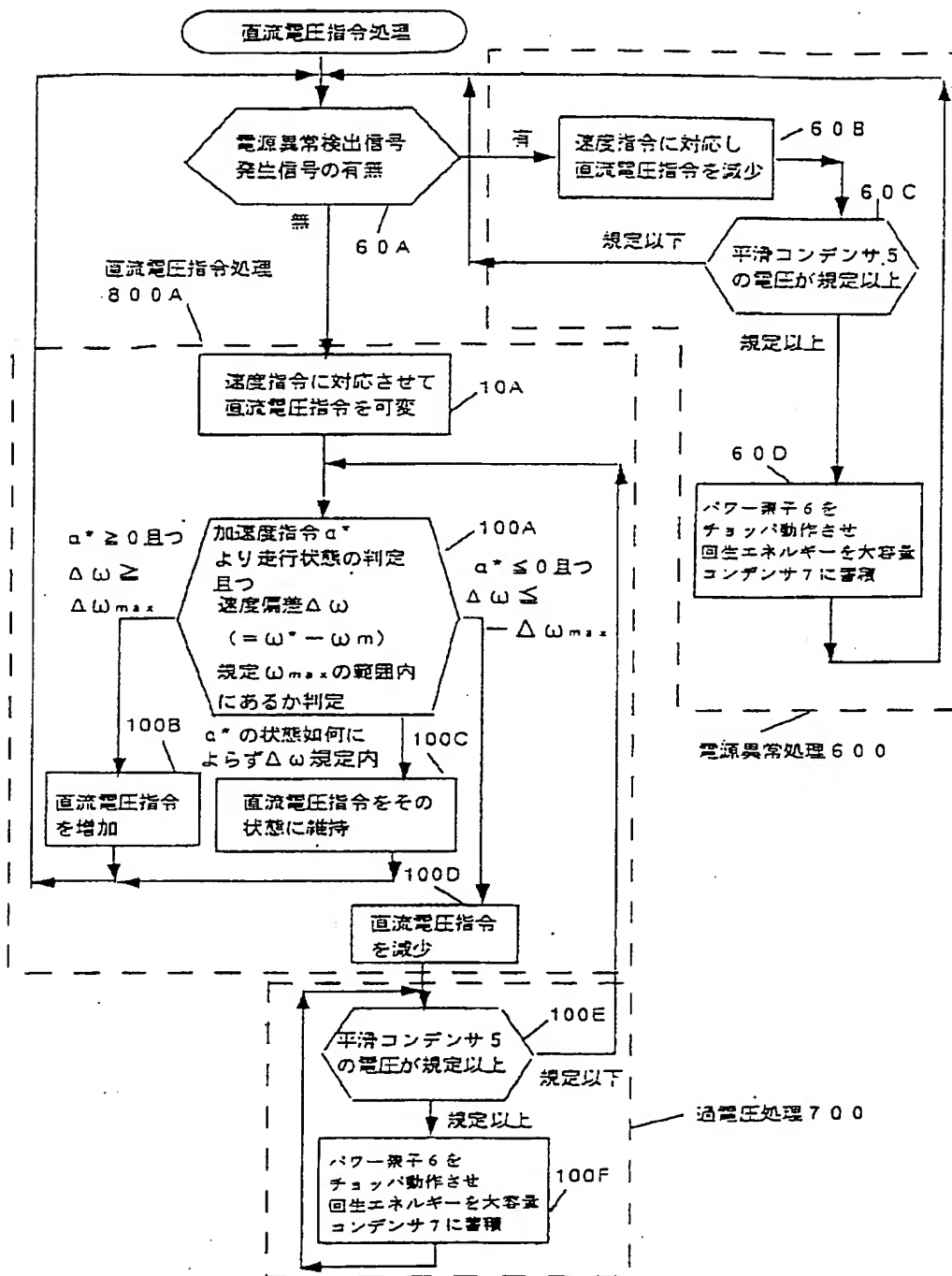
【図 2】



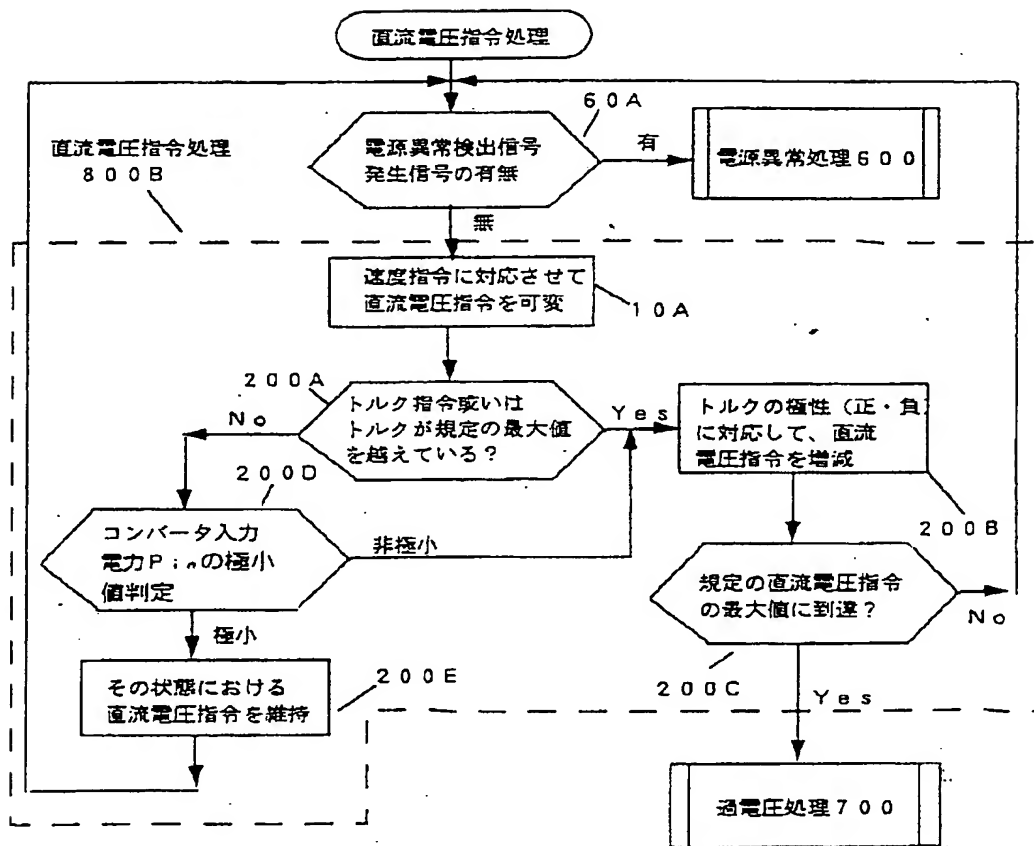
【図 4】



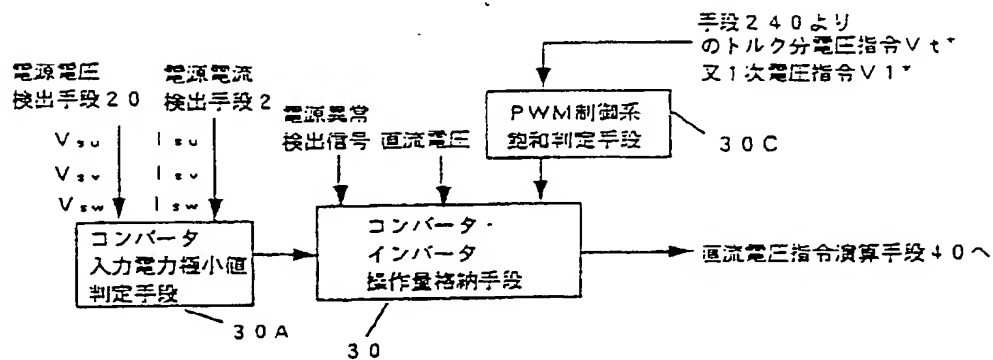
【図3】



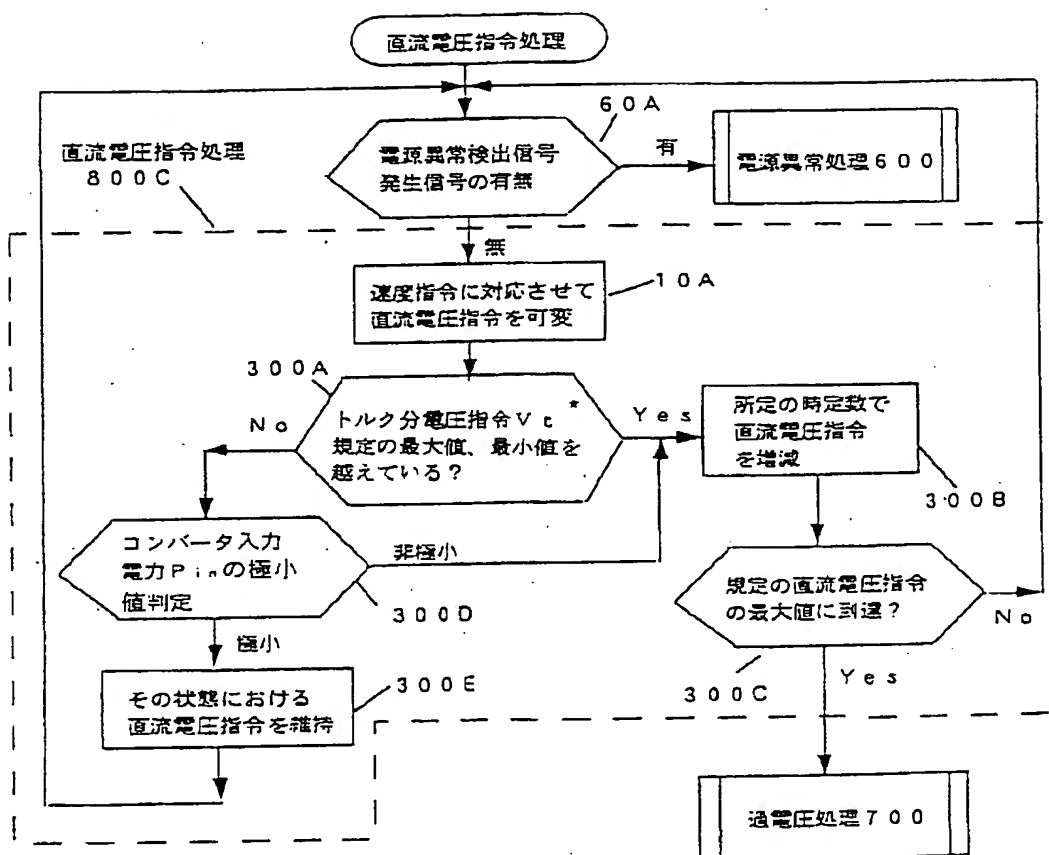
【図5】



【図6】



【図 7】



フロントページの続き

(72)発明者 小松 清次

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会
社日立製作所水戸工場内